

UNE SONDE POUR HAUTE TENSION, EN CONNEXION AVEC UN CIRCUIT
INTEGRATEUR TRANSISTORISE, A TRES LARGE BANDE

R. Keller

Abstract

Two different subjects belonging to the same study are treated in this report. The first part includes a description of a high voltage probe based on the principle of consecutive differentiation and integration. The voltage to be measured is applied to a coupling capacitor of a few pF and rated at several tens of kilovolts. The capacitor is connected to a cable, which propagates a signal that is proportional to the derivative of the voltage. At the other end of the cable a RC circuit integrates the current and so produces a signal proportional to the voltage. It is thus possible to obtain a pass band with a very high upper cut off, i.e. 100 MHz.

In the second part we describe an integrator with a pass band extending from 300 Hz to 300 MHz. It contains two transistors. The amplitude of the exit signal may reach + 8 V for any frequency inside the band. Therefore the upper limit of the entrance signal is proportional to the frequency and may reach several thousands of volts without distortion. The constant of integration time can be regulated in a continuous way.

Lausanne

Une sonde pour haute tension, en connexion avec un circuit
intégrateur transistorisé, à très large bande

R. KELLER

Première partie

Le principe de différentiation et de réintégration

Les mesures de tensions, lors de phénomènes de décharges à très haute puissance, présentent souvent de grandes difficultés. Il arrive même que l'on soit obligé de renoncer à de telles mesures et de se contenter uniquement de mesurer les courants au moyen de sondes magnétiques. Les diviseurs pour haute tension doivent répondre aux exigences suivantes : ils doivent avoir une réponse indépendante de la fréquence et posséder une faible sensibilité aux signaux parasites. Le transport du signal au point d'observation, si possible éloigné, ne doit pas être la cause de déformations. La sonde décrite ici répond à ces exigences. Son principe est le suivant : La tension à mesurer est différenciée au moyen d'un circuit RC dont la capacité C , de faible valeur, est branchée au point de mesure, et la résistance R est donnée par l'impédance du câble qui conduit au point d'observation. Puis le signal est réintégré au moyen d'un autre circuit RC placé à l'entrée de l'oscilloscope. Avant de décrire les détails de l'exécution, nous donnerons les considérations théoriques ci-dessous.

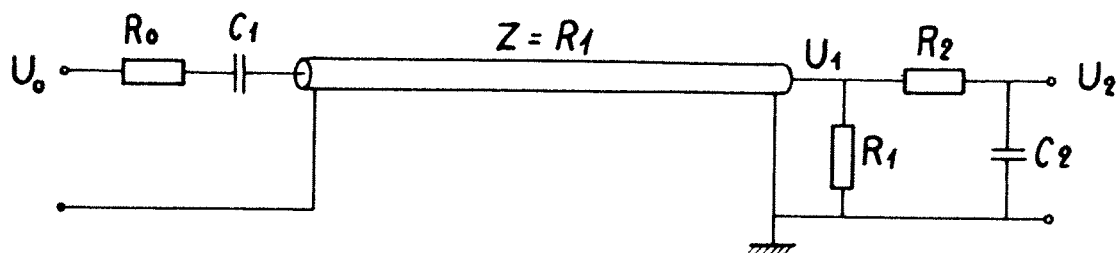


Figure 1

La figure 1 représente le schéma de la sonde. Soit pour le moment $R_0 = 0$.

Le facteur différentiateur est donné par

$$\frac{U_1}{U_0} = \frac{i\omega\tau_1}{1 + i\omega\tau_1} \quad \text{avec } \tau_1 = R_1 C_1 \quad (1)$$

et le facteur intégrateur est

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + i\omega\tau_2} \quad \text{avec } \tau_2 = R_2 C_2 \quad (2)$$

Si l'on fait $R_2 \gg R_1$, la tension U_2 est donnée par la multiplication des deux facteurs :

$$\frac{U_2}{U_0} = \frac{\tau_1}{\tau_2} \left(1 + i\omega\tau_1\right)^{-1} \cdot \left(1 + \frac{1}{i\omega\tau_2}\right)^{-1} \quad (3)$$

Une large bande de fréquence est obtenue lorsqu'on fait $\tau_2 \gg \tau_1$. Dans ce cas les expressions $\omega\tau_1$ et $\frac{1}{\omega\tau_2}$ sont beaucoup plus petites que l'unité dans un grand domaine de fréquence, et l'on peut écrire

$$\frac{U_2}{U_0} \approx \frac{\tau_1}{\tau_2} = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{C_1}{C_2} \quad (4)$$

Le rapport U_0/U_2 est l'atténuation de la sonde. Elle est indépendante de la fréquence, sauf aux extrémités de la bande. Soit $f_1 = 1/2 \pi \tau_1$ et $f_2 = 1/2 \pi \tau_2$ la fréquence limite supérieure et inférieure. L'atténuation de la sonde est alors

$$U_0/U_2 = \frac{f_1}{f_2} \quad (5)$$

Aux deux extrémités, celle-ci devient égale à $\sqrt{2} f_1/f_2$.

Les valeurs que nous avons choisies pour la plupart de nos mesures sont les suivantes :

$$\begin{array}{ll} C_1 = 7 \text{ pF} & C_2 = 330 \text{ pF} \\ R_1 = 75 \Omega & R_2 = 4800 \Omega \end{array}$$

D'où les fréquences limites

$$\begin{array}{ll} f_1 = 300 \text{ MHz} & f_2 = 0,1 \text{ MHz} \end{array}$$

et l'atténuation

$$\frac{U_0}{U_2} = 3000 \quad (6)$$

Mesures à prendre pour assurer la bonne fidélité de la sonde

La sonde est capable en principe de reproduire des signaux de fréquence jusqu'à 300 MHz. Mais il y a des mesures à prendre pour éviter certaines résonances, ce qui abaissera la fréquence limite à 100 MHz.

Résonance de la tête de mesure

Lorsqu'on mesure des impulsions de tension très abruptes, en l'absence de la résistance R_0 (voir figure 1), on observe des trains d'ondes qui ont une fréquence de l'ordre de 100 MHz. C'est la boucle formée par le condensateur C_1 et le fil de terre qui résonne à cette fréquence là. Pour éviter cette oscillation, il est nécessaire d'insérer une résistance R_0 de 150 Ω . La fréquence limite de la tête de mesure se trouve ainsi abaissée à 100 MHz, ce qui est encore suffisant lorsqu'on désire exploiter les performances de l'oscilloscope Tektronix 585.

Résonance du circuit intégrateur

Le condensateur C_2 du circuit intégrateur peut résonner s'il est excité par des à-coups de tension. Il est important que ce condensateur soit de bonne qualité et que la connexion à la sonde de l'oscilloscope soit courte. Avec un condensateur au mica de 560 pF, la résonance se trouve vers 200 MHz. Plusieurs condensateurs en parallèle forment un système à fréquences multiples. Par exemple avec 3 condensateurs de 270 pF on observe une résonance vers 100 MHz. Il est préférable de construire un condensateur coaxial, comme dans notre exécution finale (voir figure 4). En effet aucune résonance n'a pu être observée et il est permis d'admettre que la limite supérieure de la bande passante de notre circuit intégrateur est située au-delà de 300 MHz.

Précautions à prendre lors du choix des résistances

La sonde est destinée à mesurer des hautes tensions. Dans le cas d'un front de tension très raide de 30 kV par exemple, une bonne fraction de cette tension se trouve appliquée, pendant un instant

très court, à la résistance R_0 . On utilisera de préférence une résistance au carbone d'au moins 10 cm de longueur.

De même, un front de tension de 10 kV parviendra aux résistances R_1 et R_2 du circuit intégrateur. Il est essentiel que ces deux résistances ne varient pas avec la tension et n'effluent pas. Cela impose une longueur de 10 cm au moins. Un autre ennui apparaît alors, c'est la capacité de fuite de la résistance R_2 , qui occasionne un filtrage des composantes de hautes fréquences. La rotation de phase peut se calculer ainsi :

Soit une capacité totale de fuite C répartie uniformément sur la longueur l de la résistance, et admettons aussi une résistance homogène de valeur totale R . L'équation du câble se réduit à une équation de diffusion

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = \frac{RC}{l^2} \frac{\partial U}{\partial t} \quad (7)$$

En posant la solution $U = e^{i(kx - \omega t)}$, on obtient

$$k = \pm \sqrt{\frac{RC\omega}{2l^2}} (1 + i) \quad (9)$$

avec le signe négatif pour une onde progressant vers la droite. La solution devient ainsi

$$U = \exp \left[-\sqrt{\frac{RC\omega}{2}} \frac{x}{l} \right] \cdot \exp \left[i \sqrt{\frac{RC\omega}{2}} \cdot \frac{x}{l} - i\omega t \right] \quad (10)$$

La différence de phase entre les deux extrémités ($x = l$) devient alors

$$\varphi = \sqrt{\frac{RC\omega}{2}} \quad (11)$$

En introduisant les valeurs suivantes :

$R = 5 \text{ k}\Omega$; $C = 5 \text{ pF}$ et $\omega = 2 \pi \cdot 10^8 \text{ sec}^{-1}$
on obtient

$$\varphi = 2,8 = 160^\circ \quad (12)$$

Les distortions seraient donc prohibitives et il faut prendre des dispositions spéciales. Le problème a été résolu de la façon suivante (voir figure 2) :

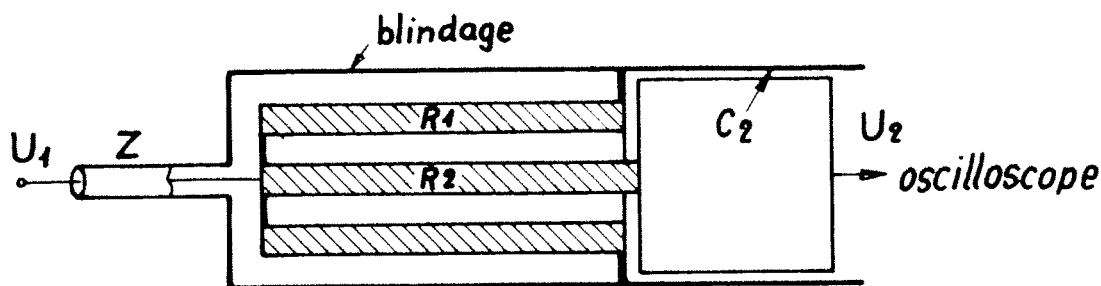


Figure 2

La résistance R_1 est constituée d'une barre creuse de carbone aggloméré. A l'intérieur de celle-ci on place des résistances conventionnelles mises en série et totalisant la valeur de R_2 , soit 5 k Ω . Comme U_2 est beaucoup plus petit que U_1 , il n'y aura pratiquement pas de différence de potentiel entre R_1 et R_2 tout au long du parcours. Ainsi la capacité de fuite entre R_1 et R_2 ne se charge pas, elle est inopérante.

Par mesure de perfection il serait encore possible d'adapter mieux la charge R_1 au câble Z, en donnant au blindage une forme conique. Cette mesure ne s'est pas avérée nécessaire et un simple tube cylindrique suffit.

De par sa situation, la résistance R_2 ne peut pas effluer, ce qui est un point important quant à la linéarité du système.

Construction de la tête de mesure et du circuit intégrateur

La figure 3 représente une tête de mesure conçue pour 30 kV. Le "Makrolon" se prête très bien comme matière isolante usinable. Les électrodes du condensateur C_1 sont scellées à l'araldite. Celle-ci possède aussi de bonnes qualités électriques. Le connecteur coaxial standard ne présente pas de difficulté, nous n'avons jamais observé d'éclatements. Cela s'explique du fait que les fortes pointes de tension ne peuvent pas durer un temps suffisamment long pour amorcer une décharge.

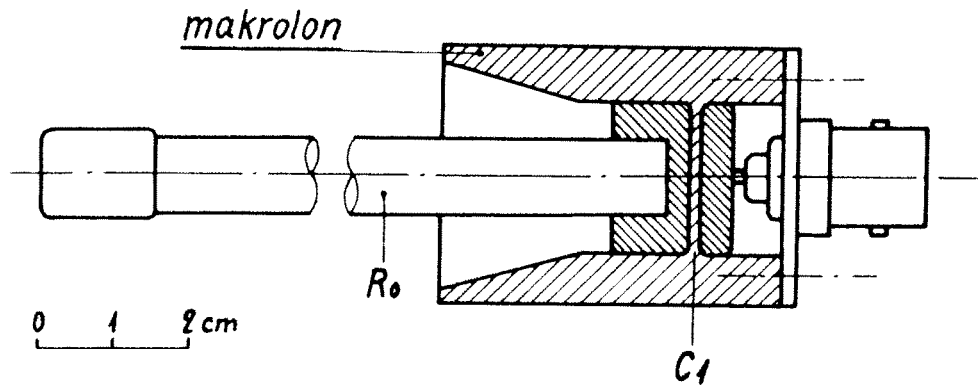


Figure 3

La figure 4 montre l'exécution du circuit intégrateur. On remarque qu'il est vissé du côté extérieur de la cage de Faraday. Ainsi les perturbations captées dans le laboratoire sont intégrées avant de parvenir à la sonde de l'oscilloscope.

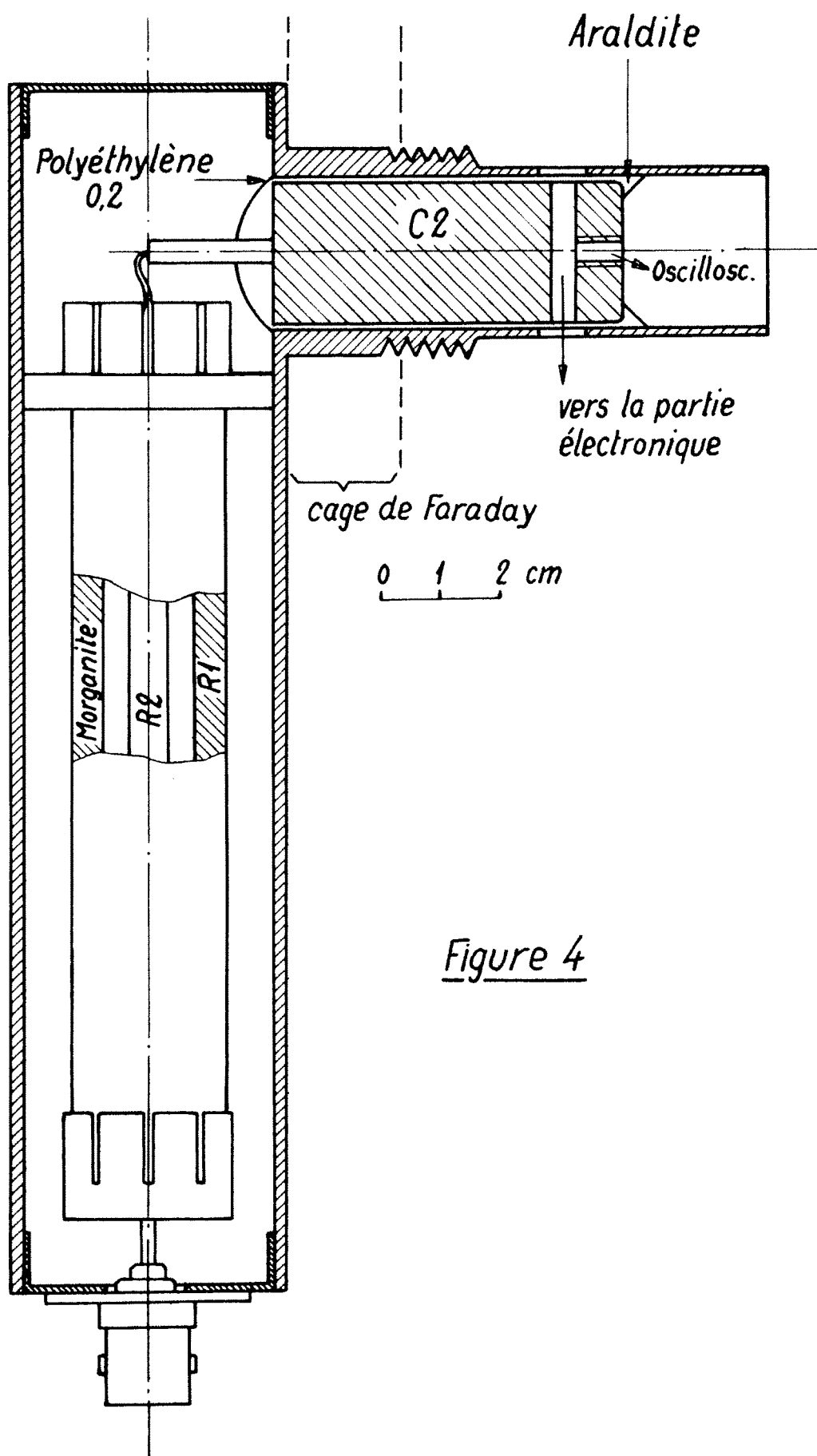


Figure 4

Essai de la sonde

Des mesures d'impulsions de tension de 18 kV produites au moyen d'un éclateur laissent conclure au bon fonctionnement de la sonde. L'éclateur est branché en série avec un circuit oscillant. La disposition est donnée par la figure 5.

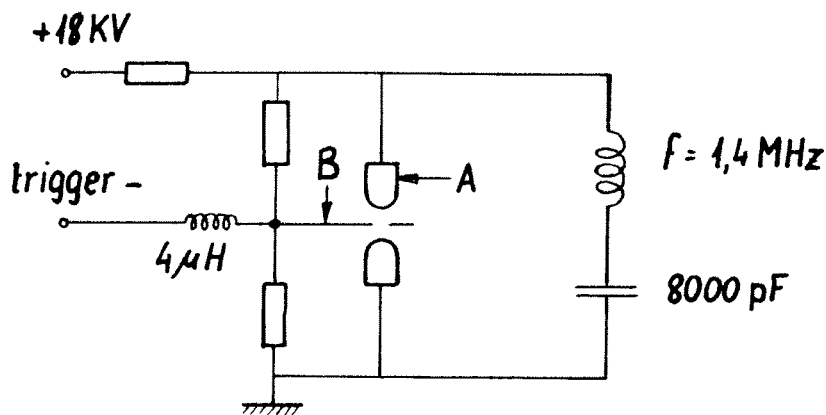


Figure 5

L'éclateur possède une très faible inductance : 7 nH. Il est construit de façon symétrique. L'électrode de trigger, sous forme d'anneau, est placée à mi-distance entre les deux électrodes. L'espacement entre trigger et électrode est de 1,5 mm. La pression de travail est de 2 atu.

La photo de la figure 6 montre le signal pris sur le trigger B. On remarque un premier allumage entre le trigger et l'électrode côté haute tension, puis le second allumage entre le trigger et l'électrode côté terre.

La photo de la figure 7 montre le signal pris sur l'électrode supérieure A. On constate aussi les deux allumages successifs.

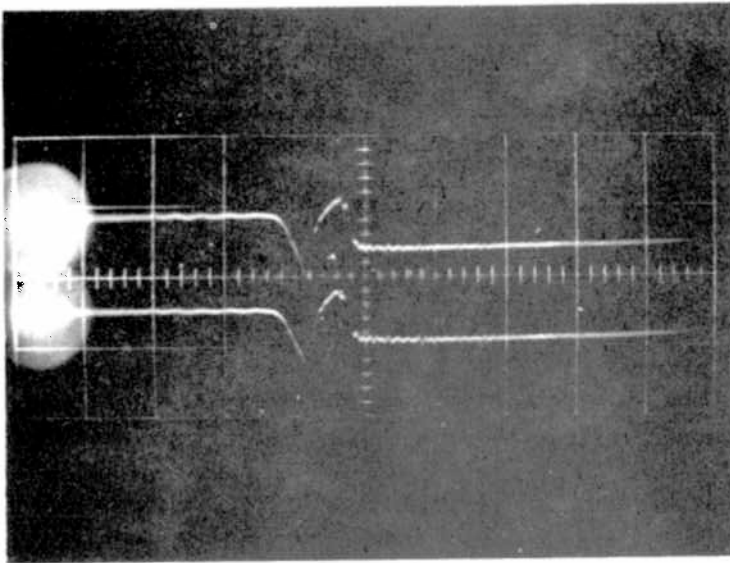


Figure 6
100 nsec/cm 20 kV/cm
diviseur Tektronix 1:50

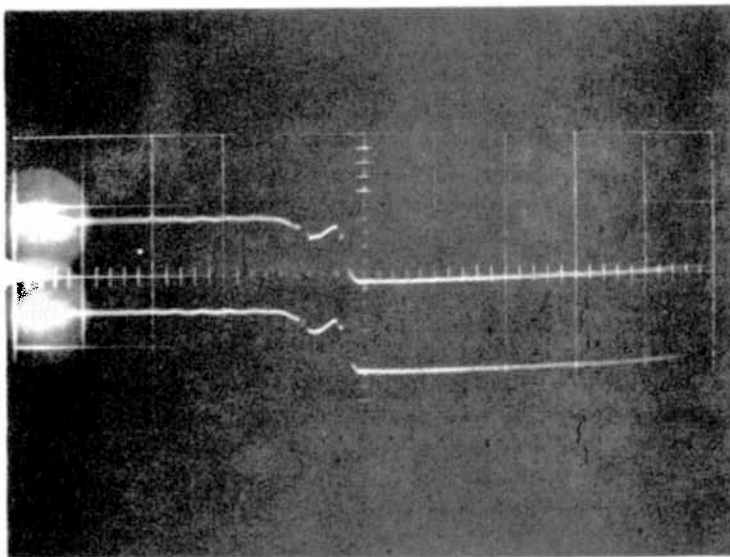


Figure 7
100 nsec/cm 20 kV/cm
diviseur Tektronix 1:50

Avantages et désavantages de la sonde

Citons d'abord les désavantages :

1. Cette sonde ne mesure pas la composante continue.
2. Elle est dissipative pour les fréquences élevées. Lorsqu'elle est connectée à un circuit oscillant d'impédance $Z = \sqrt{L/C}$, le facteur de surtension est donné par

$$Q = \frac{R_0 + R_1}{Z} + \frac{Z}{R_0 + R_1} \cdot \frac{C^2}{C_1^2} \quad (13)$$

En chiffres cela fait pour $C = 100 \text{ pF}$ et $f = 30 \text{ MHz}$: $Q = 52$
et pour $C = 1000 \text{ pF}$ et $f = 10 \text{ MHz}$: $Q = 1460$.

L'expérience acquise après une longue utilisation nous permet de relever les avantages suivants :

1. Le câble reliant la tête de mesure au lieu d'observation peut être aussi long qu'on le désire.
2. La sonde est peu sensible aux parasites.
3. La tête de mesure est interchangeable à volonté, selon la valeur de la tension à mesurer.
4. La tête de mesure peut être remplacée par une sonde magnétique ou une simple boucle. On aura ainsi une mesure directe du champ magnétique ou du courant, en raison du circuit intégrateur.

Deuxième partie

Un intégrateur transistorisé, fonctionnant depuis 300 cycles à 300 mégacycles

Dans la première partie nous avons décrit une sonde pour haute tension constituée de deux éléments : La tête de mesure dont la fonction est de différencier le signal à mesurer; et puis un circuit intégrateur passif qui remet le signal dans sa forme originale. Ce procédé est satisfaisant lorsqu'on mesure des signaux de durée relativement courte, nettement plus courte que la constante de temps d'intégration τ_2 . Un signal, dont la fréquence est égale à la fréquence limite définie par $f_2 = 1/2 \pi \tau_2$, est déjà atténué de 3 db. Dans notre cas f_2 est de 100 kilocycles. Avec un circuit intégrateur actif, il est possible d'augmenter la constante de temps d'intégration sans augmenter l'atténuation. Nous avons choisi un système d'in-

Le comportement dynamique

Soit un circuit idéalisé dans lequel les condensateurs de couplage sont infiniment grands et admettons des transistors à coefficient d'amplification de courant infini. Soit encore une tension négligeable entre la base et l'émetteur.

Pour étudier le comportement dynamique du circuit, nous nous servons du schéma simplifié figure 9.

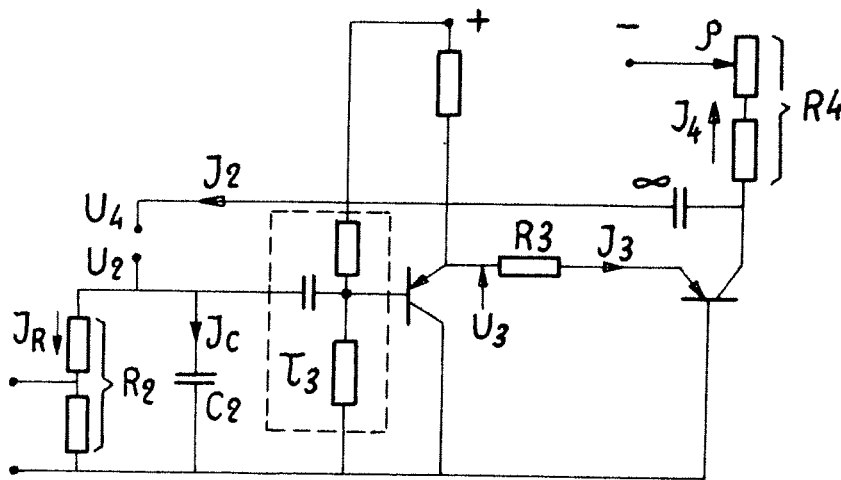


Figure 9

Dans les expressions qui suivent nous entendrons par courants et tensions les composantes variables.

Soit d'abord une constante de temps de couplage τ_3 infinie. Nous avons les conditions

$$U_4 = U_2 \quad (14)$$

$$J_2 = J_R + J_C \quad (15)$$

et les relations

$$U_3 = U_2 \quad (16)$$

$$J_4 = J_3 - J_2 \quad (17)$$

La tension U_4 devient alors

$$U_4 = R_4 \left[\frac{U_2}{R_3} - \frac{U_2}{R_2} - C_2 \frac{dU_2}{dt} \right] \quad (18)$$

Avec (14) nous obtenons l'équation différentielle pour U_2 :

$$\frac{dU_2}{dt} + \frac{1}{C_2} \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} - \frac{1}{R_3} \right] U_2 = 0 \quad (19)$$

Une tension initiale U_2 décroît donc exponentiellement avec la constante de temps

$$\tau_4 = C_2 \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} - \frac{1}{R_3} \right]^{-1} \quad (20)$$

Dans l'état d'équilibre, c'est-à-dire pour $\tau_4 = \infty$, les résistances sont déterminées par la relation

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} \quad (21)$$

Nous choisirons de préférence $R_2 = R_4 = 2 R_3$. Le réglage de la constante de temps s'opère au moyen du potentiomètre ρ . Si R_4 est la valeur pour laquelle $\tau_4 = \infty$, $R_4 - \rho$ donne une constante de temps différente de l'infini. En développant $\frac{1}{R_4 - \rho}$ l'expression (20) devient

$$\tau_4 \approx \tau_2 \frac{R_4^2}{\rho R_2} \quad (22)$$

où τ_2 est égal à $R_2 C_2$. L'expression (22) n'est rien d'autre que l'étalement du potentiomètre ρ en τ_4 .

La valeur de la constante de temps est très sensible aux variations du coefficient d'amplification. Ce dernier est donné par $k = U_4/U_2$ en supposant que le point U_4 (voir figure 10) ne soit pas connecté au point U_2 , mais chargé par une résistance égale à R_2 . Nous obtenons ainsi

$$k = R_4 \left(\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_2} \right) = R_4 \left[\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_4} \right] + 1 \quad (23)$$

et en utilisant l'expression (20) il vient

$$k = 1 - \frac{R_4 C_2}{\tau_4} \quad (24)$$

Avec $R_4 C_2$ égal à 1,6 μsec et $\tau_4 = 1,6 \text{ msec}$ par exemple, le coefficient d'amplification est seulement inférieur à 1 o/oo à l'unité.

Il est évident qu'un fonctionnement stable est seulement obtenu si l'amplification varie moins de 1 0/00 lorsque l'amplitude du signal varie. Autrement dit les exigences demandées à la linéarité du circuit sont très sévères. En pratique, nous pouvons tenir ces exigences en choisissant des types de transistors à caractéristiques linéaires. Par économie d'énergie, il serait avantageux d'utiliser deux transistors complémentaires, mais l'essai que nous avons fait n'a pas donné satisfaction du point de vue linéarité.

Jusqu'ici nous avons admis des couplages parfaits. Considérons maintenant les constantes de temps de couplage et réunissons les toutes en une seule constante de temps τ_3 .

L'expression (16) n'est plus valable, elle doit être remplacée par

$$U_3 = U_2 \frac{i\omega\tau_3}{1+i\omega\tau_3} \quad (25)$$

De plus, l'expression (15) s'écrit comme suit

$$J_2 = \frac{U_2}{R_2} (1 + i\omega\tau_2) \quad (26)$$

Nous aurons alors

$$U_4 = R_4 \left[\frac{U_2}{R_3} \frac{i\omega\tau_3}{(1+i\omega\tau_3)} - \frac{U_2}{R_2} (1 + i\omega\tau_2) \right] \quad (27)$$

En égalant ceci à U_2 , nous obtenons une nouvelle condition d'équilibre décrivant un régime oscillatoire, soit

$$\frac{1}{R_3} \frac{i\omega\tau_3}{(1+i\omega\tau_3)} - \frac{1}{R_2} (1 + i\omega\tau_2) = \frac{1}{R_4} \quad (28)$$

En séparant la partie réelle de la partie imaginaire, nous obtenons les conditions d'amplitude et de phase qui sont les suivantes :

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_2} \left(1 + \frac{\tau_2}{\tau_3} \right) + \frac{1}{R_4} \quad (29)$$

et

$$\omega_r^2 = \frac{1 + \frac{R_2}{R_4}}{\tau_2\tau_3} \quad (30)$$

Comme $\tau_3 \gg \tau_2$ l'expression (29) s'approche de la condition donnée par (21). En introduisant cette dernière dans (30) il vient

$$\omega_r \approx \sqrt{\frac{R_2}{R_3 \tau_2 \tau_3}} \quad (31)$$

$\omega_r/2\pi$ est la fréquence propre avec laquelle l'intégrateur oscille lorsque le potentiomètre ρ est réglé au point d'accrochage. Dans le cas présent la fréquence propre est de 120 périodes par seconde, d'où $\tau_3 = 2,2$ sec.

Limite du réglage de la constante de temps d'intégration

La fréquence propre de l'intégrateur met une limite au réglage de la constante de temps d'intégration donnée par l'expression (22). Au point d'accrochage une impulsion à front raide provoque un train d'onde non amorti. Il est donc nécessaire de nous éloigner du point d'instabilité au moins de telle manière qu'un train d'onde se trouve amorti de façon critique. Pour faciliter le réglage, un microampère-mètre (voir fig. 8) permet de trouver le point d'accrochage sans avoir recours à l'oscilloscope.

La bande passante

La réponse de l'intégrateur, réglé à amortissement critique, détermine la limite inférieure de la bande passante. Elle est de 300 Hz environ (voir plus bas). Nous avons déjà vu dans la première partie que la limite supérieure de la bande passante est située au-delà de 300 MHz. Le rapport entre les deux limites est donc plus grand qu'un million.

Les avantages de notre circuit intégrateur

- 1) La constante de temps d'intégration est réglable. Dans beaucoup de cas il n'est pas nécessaire de travailler avec la constante de temps d'intégration la plus longue. Lorsque les phénomènes à observer sont de courte durée, il est avantageux de réduire la cons-

tante de temps au moyen du potentiomètre ρ , ce qui diminue la sensibilité du circuit aux fréquences basses.

En effet, un signal sinusoïdal de fréquence ω est amplifié d'un facteur $1/\omega\tau_2$ lorsqu'il est intégré. Si par exemple $\omega = 2000$ et $\tau_2 = 1,6 \cdot 10^{-6}$ cela fait une amplification de 300. Un oscilloscope dont la sensibilité est de 0,1 V/cm indiquera une déviation de 1 cm pour un signal de 330 microvolts. Le niveau du bruit de fond est parfois supérieur à cette valeur.

- 2) Il n'est pas nécessaire de choisir des transistors rapides, ni de soigner le câblage de l'intégrateur pour les fréquences élevées, parce que celui-ci n'apporte qu'une correction d'autant plus petite que la fréquence est plus élevée. L'élément R_2C_2 suffit à lui seul pour intégrer fidèlement les signaux très rapides.
- 3) La limite de fonctionnement de l'intégrateur est donnée par l'amplitude du signal intégré, soit 8 V dans notre cas. Comme le signal original est $\omega\tau_2$ fois plus grand que le signal intégré, notre circuit permet d'intégrer des signaux de haute tension. Par exemple à 200 MHz $\omega\tau_2$ vaut 2000, c'est-à-dire un signal de 16'000 V est intégré sans distortion. Or les intégrateurs conventionnels ne peuvent absorber que des tensions de quelques dizaines de volts sans distortion et un filtre d'entrée est nécessaire lorsque les pointes de tension sont trop grandes.

Test du circuit intégrateur

Différents tests démontrant le bon fonctionnement du circuit intégrateur ont été effectués, dont deux sont relevés ici.

L'oscillogramme de la figure 10 est pris à balayage lent, soit 2 msec/cm.

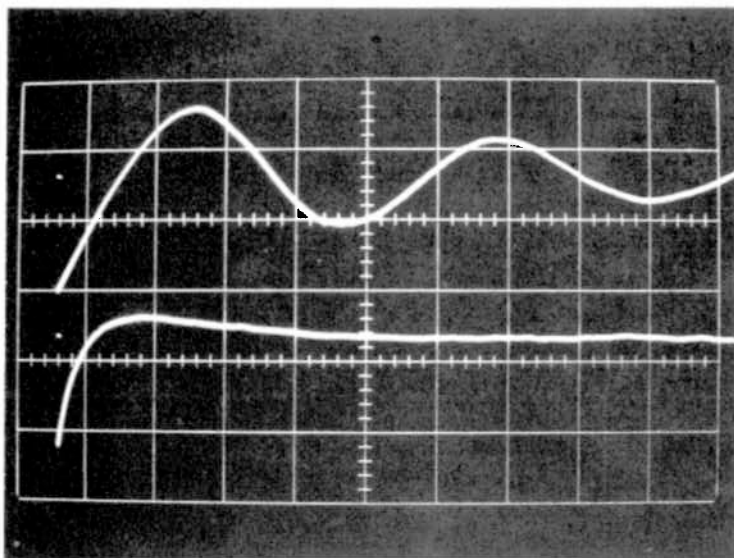


Figure 10

Deux réglages de la constante de temps donnant, l'un, un amortissement faible, et l'autre, un amortissement critique. Balayage : 2 msec/cm.

La courbe supérieure montre une oscillation peu amortie lorsque le circuit reçoit une impulsion en forme de marche d'escalier. La fréquence propre est de 120 périodes par sec. La courbe inférieure est prise dans les mêmes conditions, mais avec un réglage correct donnant l'amortissement critique. D'après la pente au départ, la constante de temps d'intégration τ_4 est de 0,6 msec, ainsi la limite inférieure de la bande passante est de 270 sec^{-1} . La sensibilité de l'oscilloscope est de 1 V/cm. On voit apparaître le bruit de fond.

L'oscillogramme de la figure 11 montre une application concrète de l'intégrateur. Le balayage est de 1 $\mu\text{sec/cm}$.

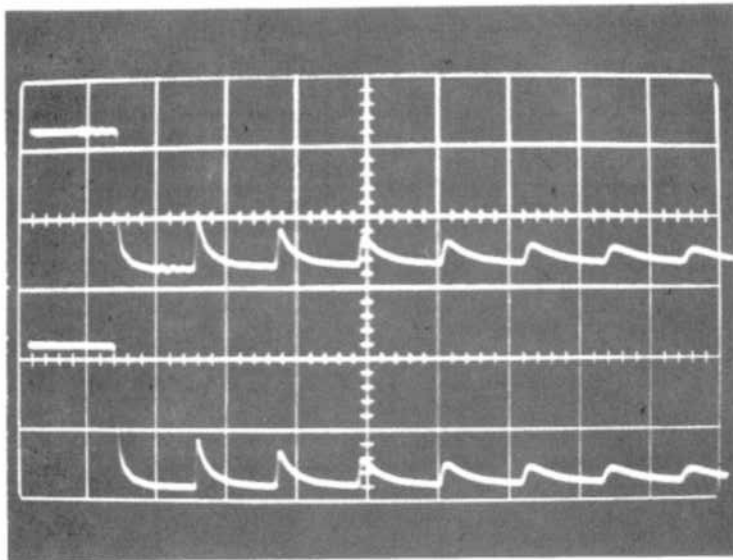


Figure 11

Trace supérieure : signal différencié et intégré consécutivement.

Trace inférieure : signal original. 1 $\mu\text{sec}/\text{cm}$.

Le phénomène observé est le suivant : Un câble de 120 m de longueur est chargé à 500 V. L'une des extrémités est connectée à l'anode d'un thyatron et l'autre extrémité est ouverte. Le front d'onde formé par l'allumage du thyatron parvient à l'extrémité du câble et y est réfléchi. Le saut de tension se trouve doublé et le courant change de signe. Lorsque l'onde réfléchie revient au thyatron, celui-ci s'éteint et le câble reste chargé indéfiniment avec le signe contraire. Mais l'allumage n'est pas instantané, ce qui donne un arrondi qui se réfléchit plusieurs fois en s'atténuant. La tension à l'extrémité ouverte est observée directement avec l'oscilloscope; c'est la trace inférieure. Tandis que la trace supérieure montre le même signal différencié et intégré consécutivement au moyen de l'intégrateur. L'identité des deux traces démontre le bon fonctionnement de l'intégrateur. Les mesures sont faites avec les grandeurs suivantes : Pour la trace supérieure, la sensibilité est de 1 V/cm. $R_1 C_1 = 3,3 \cdot 10^{-9}$ sec. $R_2 C_2 = 1,6 \cdot 10^{-6}$ sec. Pour la trace inférieure la sensibilité est de 500 V/cm. L'oscilloscope n'a pas été placé dans une cage de Faraday. Au début de la trace

supérieure on remarque une petite perturbation qui commence avant la première réflexion. Elle provient du rayonnement direct du thyatron qui perturbe l'oscilloscope placé à proximité.

Référence : J. Millman and H. Taub : Pulse and digital circuits
p. 215-231 (1956)